

# Цепи стабилизации для одноконтных преобразователей напряжения

Владимир Грошев (г. Томск)

Статья посвящена описанию приёмов реализации цепей стабилизации для высокоэффективных одноконтных AC/DC-конвертеров средней мощности при соблюдении условий их устойчивости, экономичности и минимального числа компонентов.

Маломощный автоколебательный конвертер, схема которого представлена на рисунке 1, предназначен для использования в качестве зарядного устройства для аккумуляторов небольшой ёмкости. Это устройство выполняет функции стабилизированного источника постоянного напряжения и тока и представлено здесь как пример выполнения цепи стабилизации в одноконтных автоколебательных преобразователях сетевого напряжения, выпускаемых серийно.

Эта цепь содержит стабилитрон VD10, усилитель VT3, R9 и оптрон DA1, выходной транзистор которого нагружен на базо-эмиттерный переход VT1 с параллельно подключёнными к нему резисторами R5 и R6. Транзистор VT1 выполняет одновременно функции устройства ограничения максимального тока через первичную обмотку трансформатора и дополнительного усилителя тока цепи обратной связи. Поскольку сопротивление резисторов R5 и R6 для стабильного ограничения максимального тока через первичную обмотку трансформатора не может быть большим, достаточный начальный ток через оптрон обеспечивается с помощью дополнительного источни-

ка питания с фильтром на C4, заряжаемым во время разрядного цикла работы конвертера от обмотки обратной связи через диод VD6.

Главным недостатком этого устройства является его непригодность для построения более мощных вариантов. Это объясняется как неэффективным режимом коммутации биполярного ключевого транзистора, так и большими потерями при выпрямлении, вследствие чего общий КПД устройства оказывается совершенно неудовлетворительным. Однако это не мешает широко использовать такие устройства при малой выходной мощности, когда потери не имеют существенного значения. Поэтому практически единственной областью применимости конвертеров такого типа является использование их в качестве маломощных источников постоянного тока. Кроме этого следует отметить, что конвертеры такой структуры можно реализовать практически только на биполярных ключевых транзисторах, что объясняется значительно большей крутизной прямой передачи у биполярных транзисторов по сравнению с транзисторами других типов (например, МОП-транзисторов).

В результате проведённых исследований нам удалось не только решить проблемы, связанные с низкой эффективностью конвертеров подобного типа, но и найти способ выполнения простых и достаточно эффективных конвертеров подобной структуры с ключевым МОП-транзистором. Соответствующие нестабилизированные преобразователи описаны в статье «Сравнительные испытания ключевых транзисторов разного типа» [1]. Нетрудно заметить, что оба конвертера, представленные в этой работе, являются усовершенствованным вариантом конвертера, описанного в начале статьи. Однако в результате использования новых схемотехнических решений они способны преобразовывать мощности в десятки и сотни ватт, причём с эффективностью, превосходящей эффективность лучших интегральных аналогов.

Однако оказалось, что обеспечить стабильность более мощных конвертеров с помощью таких же цепей, которые используются в маломощном конвертере, невозможно. Это объясняется тем, что обеспечение стабильного выходного напряжения или тока в AC/DC-конвертерах не является тривиальной задачей. Разумеется, здесь имеются в виду проблемы на уровне схемотехники, а не сложности при включении резисторного делителя между выходом конвертера и входом усилителя обратной связи в готовых микросхемах. При этом сложность реализации цепей обратной связи обычно обратно пропорциональна сложности структуры самого конвертера: чем больше элементов в структуре конвертера, тем он сложнее и менее эффективен с точки зрения использования полупроводниковых элементов, тем меньше нужно затрат на обеспечение его стабильности и тем проще она обеспечивается. Это утверждение верно хотя бы потому, что при наличии в структуре самого интегрального нестабилизированного преобразователя напряжения нескольких десятков (а иногда и сотен) транзисторов, цепи стабилизации могут не только содержать много элементов без суще-

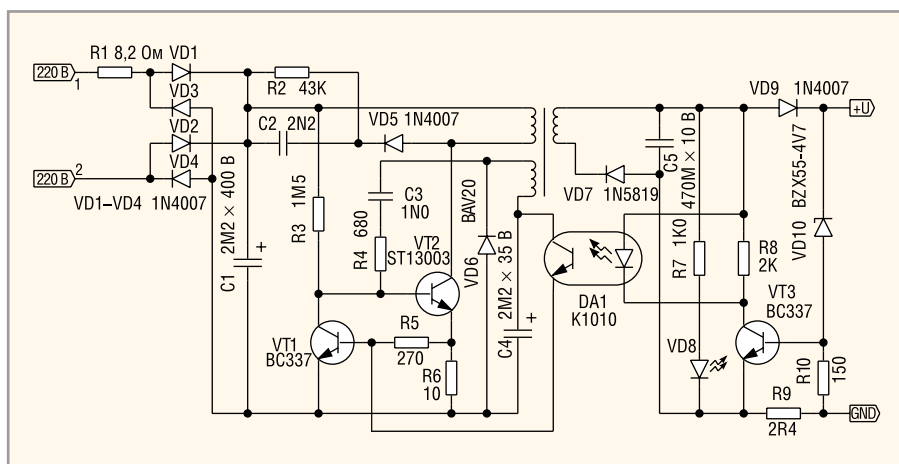


Рис. 1. Схема маломощного автоколебательного конвертера

ственного увеличения общего объёма конвертера, но также могут иметь и большое число вариантов реализации. Поэтому, хотя часть излагаемых далее рекомендаций являются полезными для однотактных конвертеров вообще, все дальнейшие рассуждения будут касаться проблем стабилизации только в наиболее простых и эффективных устройствах, описанных в уже упомянутой статье [1], для которых создание настолько же эффективных и простых цепей стабилизации является относительно сложной задачей.

Общую проблему создания оптимальных цепей стабилизации в AC/DC-конвертерах можно разбить на две части, каждая из которых требует отдельного решения. Это:

1. Устойчивость;
2. Минимальное число элементов и минимальная потребляемая мощность.

### Устойчивость

Очевидно, что любой стабилизированный конвертер представляет собой устройство с отрицательной обратной связью. Естественно, что для обеспечения устойчивости таких устройств справедливы те же рекомендации, которые относятся к любым усилительным четырёхполюсникам, охваченным отрицательной обратной связью. В том числе при разработке цепей стабилизации должны учитываться те же требования, которые относятся к устойчивым усилительным устройствам с ООС, хотя автоколебательный конвертер по основной выполняемой функции является генератором, а не усилителем. Однако при введении в конвертер цепи общей отрицательной связи для стабилизации выходных параметров вдобавок к основной функции он превращается в усилитель сигнала обратной связи.

Как известно, условием устойчивого функционирования цепи обратной связи является её однополюсная АЧХ, вплоть до единичного коэффициента передачи в петле усиления сигнала. Хотя нарушение этого условия не сопровождается столь катастрофическими последствиями, как в усилительных устройствах вследствие ключевого режима работы части узлов конвертера, который не позволяет развиваться глубокой неустойчивости, тем не менее самовозбуждение в цепи стабилизации конвертера также нежелательно, поскольку оно спо-

собствует нерегулярной работе автоколебательной секции, вследствие чего может ухудшиться КПД устройства, а также возможен рост уровня высокочастотных пульсаций. Кроме этого существенно увеличивается плотность излучаемых конвертером помех.

Рассмотрим более подробно цепь стабилизации конвертера (см. рис. 1), выбранного в качестве прототипа. Для определения коэффициента усиления в петле обратной связи для начала выясним, как оценить коэффициент передачи по напряжению генерирующего преобразовательного каскада. Для этого поступим следующим образом. Очевидно, что выходное напряжение автоколебательного каскада напрямую определяется падением на эмиттерном резисторе ключевого транзистора: если это падение максимально, то и выходная мощность конвертера максимальна, а если оно равно нулю, то выходное напряжение конвертера также равно нулю. Максимальное напряжение на резисторе R6, соответствующее максимальной мощности на выходе конвертера (см. рис. 1), равно примерно 0,7 В. То есть при изменении напряжения на базе VT2 на такую величину выходная мощность конвертера и, соответственно, выходное напряжение при постоянной нагрузке изменяется от нуля до максимума. Откуда

$$k_n = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{0,7V},$$

где  $U_{\text{вых}}$  – это выходное напряжение конвертера в режиме максимальной мощности. Следует отметить, что этот коэффициент учитывает наличие всех элементов от базы VT2 до выходных клемм конвертера, в том числе и наличие в схеме трансформатора.

Теперь уберём условно из схемы конденсатор фильтра C5, поскольку нас интересует усиление в петле на очень низких частотах, на которых ёмкость этого конденсатора не имеет значения, а также стабилитрон VD10 для размыкания петли обратной связи, после чего на базу транзистора VT3 подадим малый сигнал от низкоомного источника переменного тока.

В таком случае ток, втекающий в диод оптрона, будет примерно равен

$$I_o \approx \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{R9 + r_s} B_{\text{cmVT3}}, \quad (1)$$

где  $B_{\text{cmVT3}}$  – малосигнальный коэффициент усиления тока соответствующего

транзистора, а  $r_s$  – малосигнальное сопротивление эмиттера, равное у маломощных транзисторов единицам Ом, R9 – сопротивление соответствующего резистора на рисунке 1.

С учётом коэффициента передачи CTR оптрона по току, втекающий в базу VT1 ток будет равен значению, полученному в (1), умноженному на CTR. Транзисторы VT1 и VT2 охвачены внутренней обратной связью, поэтому, не вдаваясь в подробности, можно записать, что коэффициент передачи по току от базы VT1 до базы VT2 составляет

$$\Delta U_{\text{GVТ2}} = \text{CTR} \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{R9 + r_s} B_{\text{cmVT3}} R4.$$

При этом общий коэффициент передачи в петле стабилизации устройства, показанного на рисунке 1, составит ориентировочно

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \text{CTR} \frac{R4 B_{\text{cmVT3}}}{R9 + r_s} k_n.$$

Допустим, что выходное напряжение данного устройства – 5 В, а коэффициент усиления тока транзистора VT3 равен примерно 100. CTR для оптрона в общем случае зависит от величины его рабочего тока. В данном примере примем его равным 1. В таком случае, с учётом номиналов резисторов, показанных на рисунке 1, коэффициент усиления в петле стабилизации получается равным примерно  $15-20 \times 10^3$ . Следует отметить, что хотя полученное значение является весьма приблизительным, тем не менее можно утверждать, что усиление в данном устройстве обязательно будет очень большим. Очевидно, что такое усиление является совершенно бесполезным, поскольку стабильность выходного напряжения рассматриваемого конвертера будет определяться не усилением в петле обратной связи, а нестабильностью входящих в неё элементов – в основном, температурной нестабильностью стабилитрона VD10 и базо-эмиттерного перехода VT3.

Однако столь высокое усиление в петле стабилизации оказывается не только бесполезным, но и вредным, поскольку способствует безусловному возникновению неустойчивости вследствие наличия в петле стабилизации низкочастотного элемента, каковым является оптрон. Частота среза коэффициента передачи этого элемента даже при больших токах

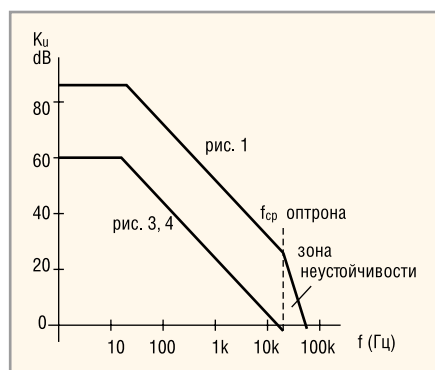


Рис. 2. АЧХ конвертеров, схемы которых представлены на соответствующих рисунках

и нагрузке в 100 Ом обычно не превышает 100 кГц, а при малых токах и нагрузке большего номинала снижается до десятков и единиц килогерц. При этом следует учесть, что в рассматриваемом устройстве величина тока оптрона обратно пропорциональна выходной мощности. С учётом имеющихся данных можно построить диаграмму Боде (см. рис. 2).

Очевидно, что наиболее близким к режиму неустойчивости будет случай, когда сопротивление нагрузки имеет минимальное значение, что соответствует максимальной мощности на выходе конвертера, поскольку в этом состоянии частотные характеристики оптрона будут наихудшими.

Следует отметить, что основной полюс АЧХ практически всегда определяется произведением ёмкости конденсатора фильтра на сопротивление нагрузки (при П-образном фильтре частота первого полюса определяется суммой ёмкостей обоих конденсаторов). При этом если в качестве фильтра используются электролитические конденсаторы, то частота первого среза АЧХ всегда получается очень низкой, поскольку электролитические конденсаторы выбираются исходя не из рабочей частоты конвертера, а по допустимому импульсному току и амплитуде пульсаций на внутреннем сопротивлении конденсатора. Поэтому в таком случае частота среза оказывается настолько низкой, что проблем с устойчивостью при использовании простого ёмкостного фильтра обычно не возникает и коэффициент в петле ОС может быть достаточно большим. Например, для конвертера, показанного в начале статьи, при частоте среза АЧХ оптрона 20 кГц и частоте среза выходного ёмкостного фильтра 10 Гц усиление при сохранении устойчивости может достигать 2000.

Очевидно, что такое усиление в петле стабилизации позволяет обеспечить конвертеру очень неплохие характеристики по стабильности выходного напряжения или тока. Однако в настоящее время в качестве фильтра в преобразователях иногда используются керамические конденсаторы большой ёмкости, внутреннее сопротивление которых пренебрежимо мало. В таком случае, по сравнению с электролитическими конденсаторами при той же величине пульсаций, ёмкость конденсатора фильтра может быть намного меньшей. Соответственно частота первого среза АЧХ оказывается весьма высокой, вследствие чего приходится считать с ограниченной полосой пропускания оптрона. При этом предельное значение коэффициента стабилизации с учётом создаваемого им второго полюса АЧХ при сохранении устойчивости может оказаться неприемлемо малым.

Сложности могут возникнуть также при использовании в качестве усилителя ОС стандартных операционных усилителей, особенно микромощных, поскольку частота основного полюса таких устройств без ОС может составлять единицы и даже доли герца. Поэтому при применении таких усилителей в цепях стабилизации импульсных источников для соблюдения условий устойчивости их усиление должно быть ограничено с помощью местной ООС. В таком случае максимально возможный коэффициент стабилизации при использовании ОУ с собственной однополюсной АЧХ и при сохранении устойчивости конвертера не может превысить значение

$$K_{CT} \leq \frac{1}{K_{nc}} \sqrt{\frac{f_{cp,ou} K_{u0}}{2\pi C_{\phi} R_{nmin}}}$$

где  $f_{cp,ou}$  – малосигнальная частота среза ОУ,  $K_{u0}$  – коэффициент усиления ОУ на постоянном токе без ООС,  $C_{\phi}$  и  $R_{nmin}$  – ёмкость фильтра конвертера и минимальное сопротивление нагрузки,  $K_{nc}$  – коэффициент передачи по напряжению остальных элементов петли стабилизации.

Здесь необходимо обратить внимание на тот факт, что изложенные рекомендации относятся в равной степени не только к AC/DC-конвертерам, но и к DC/DC-преобразователям. При этом следует отметить, что, к сожалению, они соблюдаются далеко не во всех промышленных интегральных конвертерах, поскольку в настоящее

время считается, что чем больше транзисторов в устройстве, тем оно лучше. Поэтому в качестве усилителя обратной связи в интегральных преобразователях зачастую используется операционные усилители, причём – для повышения общей экономичности – микромощные. В результате избыток усиления в цепях стабилизации приводит к неустойчивости и, как следствие, к нестабильному переключению ключевого транзистора, из-за чего на первичной обмотке трансформатора таких устройств наблюдается неприятная хаотическая картина с импульсами нестабильной длительности как в цикле заряда индуктивности, так и в состоянии её разряда.

Такая неустойчивость слабо отражается на выходных характеристиках конвертеров, в которых в качестве ключевых используются полевые транзисторы. Существенно возрастает, в основном, лишь плотность ВЧ-помех, создаваемых преобразователями. Однако следует учитывать: то, что допустимо для ключевых полевых транзисторов, способных формировать почти сколь угодно короткие импульсы без увеличения потерь при переключении, неприемлемо для биполярных транзисторов, минимальная длительность импульса у которых должна быть намного больше времени рассасывания заряда в коллекторной и базовой областях. Поэтому неустойчивость цепей стабилизации в конвертерах, использующих биполярные ключевые транзисторы, особенно нежелательна.

Следует отметить, что при использовании П-образного сглаживающего фильтра на выходе конвертера обеспечить его устойчивость при замыкании петли стабилизации с выхода возможно только при очень малом усилении в петле из-за близкого расположения обоих полюсов АЧХ такого фильтра. Поэтому в таком случае возможны два варианта. При использовании конденсаторов одинаковой ёмкости в фильтре более целесообразным является замыкание петли стабилизации не с выхода конвертера, а с первого конденсатора фильтра, поскольку нестабильность за счёт внутреннего сопротивления дросселя фильтра при изменении тока нагрузки может давать меньшую нестабильность, чем та, которая будет обусловлена малым допустимым коэффициентом усиления в петле при замыкании обратной связи с выхода П-образного фильтра. Другой

вариант заключается в использовании выходного конденсатора в несколько раз меньшей ёмкости по сравнению с первым. При этом второй полюс существенно отодвигается в сторону верхних частот и коэффициент усиления в петле обратной связи может быть сделан достаточно большим (фактически он может быть увеличен во столько же раз, во сколько раз уменьшена ёмкость выходного конденсатора). Но при этом следует увеличивать ёмкость первого конденсатора фильтра для сохранения частоты первого полюса АЧХ, что не всегда приемлемо.

Другим важным обстоятельством, влияющим на устойчивость работы конвертеров, являются пульсации напряжения на входе петли стабилизации. Следует учитывать, что пульсации выходного напряжения в конвертерах рассматриваемого типа являются однополярными, всегда направленными в сторону возрастания выходного напряжения, а их амплитуда может достигать единиц вольт.

Поэтому построение входного усилителя цепи обратной связи таким образом, как это показано на рисунке 1,

является нежелательным, поскольку напряжение пульсаций прикладывается фактически напрямую к базовому переходу VT3, что может не только через цепь обратной связи на неопределённое время полностью отключать ключевой транзистор вследствие перегрузки элементов обратной связи, нарушая режим автоколебаний, но и способно привести к выходу транзистора VT3 из строя. Поэтому для защиты этого транзистора последовательно с его базой обычно включают резистор небольшого (30–100 Ом) номинала. Однако такое решение не может полностью устранить проблему.

Лучшим решением является использование на входе усилителя стабилизации неперегружаемого усилительного каскада. В качестве примеров реализации можно предложить либо усилитель с дифференциальным входом, либо усилитель с подачей сигнала через прямосмещённый диод в обратном направлении. Именно такой вариант входного каскада используется в стабилизированных конвертерах, схемы которых представлены на рисунках 3 и 4. Применение таких каскадов

позволяет полностью исключить влияние цепи стабилизации на режим работы автоколебательной секции конвертера, кроме управления её выходной мощностью.

### МИНИМАЛЬНОЕ ЧИСЛО ЭЛЕМЕНТОВ И МИНИМАЛЬНАЯ ПОТРЕБЛЯЕМАЯ МОЩНОСТЬ

Как следует из названия этого раздела, кроме обеспечения нужной стабильности и устойчивости при разработке цепей стабилизации для конвертеров, описанных в статье «Сравнительные испытания ключевых транзисторов разного типа» [1], решались ещё две задачи.

Во-первых, цепи стабилизации должны быть максимально простыми и содержащими минимум элементов, чтобы ни в коем случае не усложнить схемы самих конвертеров. Естественно, такое требование автоматически исключает распространённый в интегральных AC/DC-конвертерах вариант цепи стабилизации с использованием дополнительной обмотки на трансформаторе (такой вариант используется, например, в интегральных конвертерах

# PROCHIP

POWERED BY PROSOFT

## Активный компонент вашего бизнеса

- + Различные решения по подбору элементной базы
- + Осуществление поставок комплектующих для серийного производства и новых разработок
- + Поддержка склада
- + Оказание технической и информационной поддержки



+7 (495) 232-2522  
INFO@PROCHIP.RU  
WWW.PROCHIP.RU



Реклама

BULGIN

Grayhill

HARTING  
Pushing Performance

SHARP

anadigm

HUMMEL  
MPS  
Monolithic Power Systems

SEMILEDS  
RFHIC  
www.rfhic.com

CREE

LUMINEO  
POWERED BY BERNEO  
Primary Source of Power Electronics

AVO

XP Power

MICROMETALS

APBЕAOC

RAYSTAR  
OLED Display Provider  
PHILIPS LUMILEDS

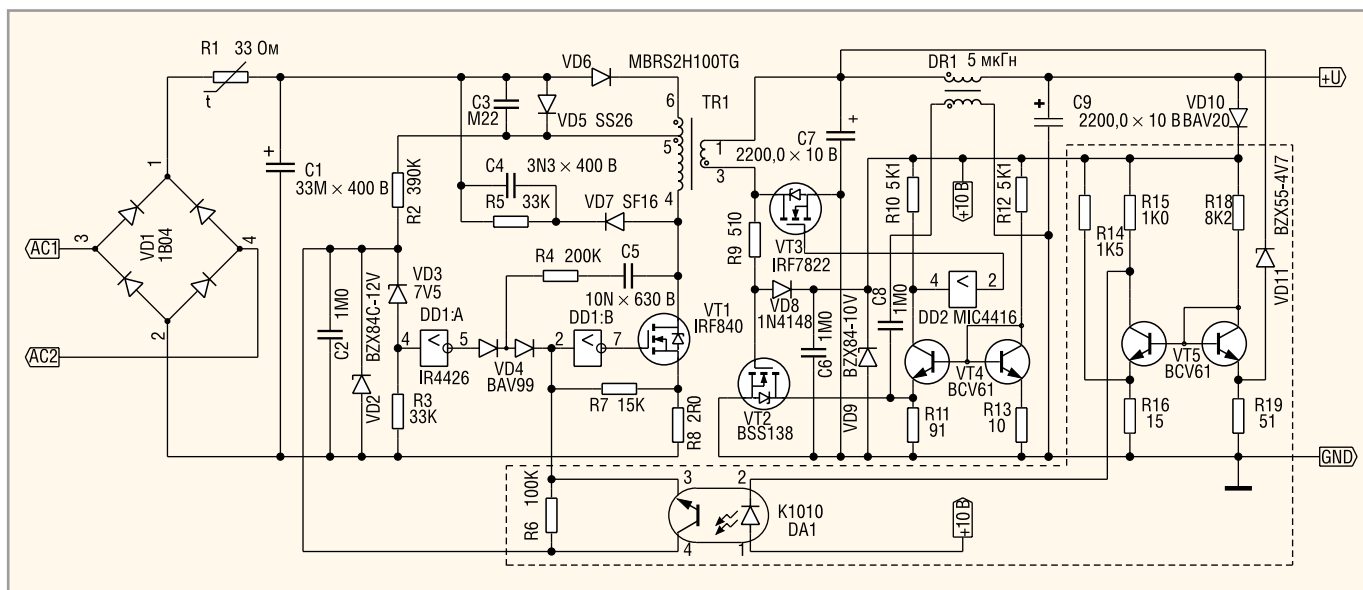


Рис. 3. Схема сетевого стабилизированного конвертера с ключевым полевым транзистором в высоковольтной секции

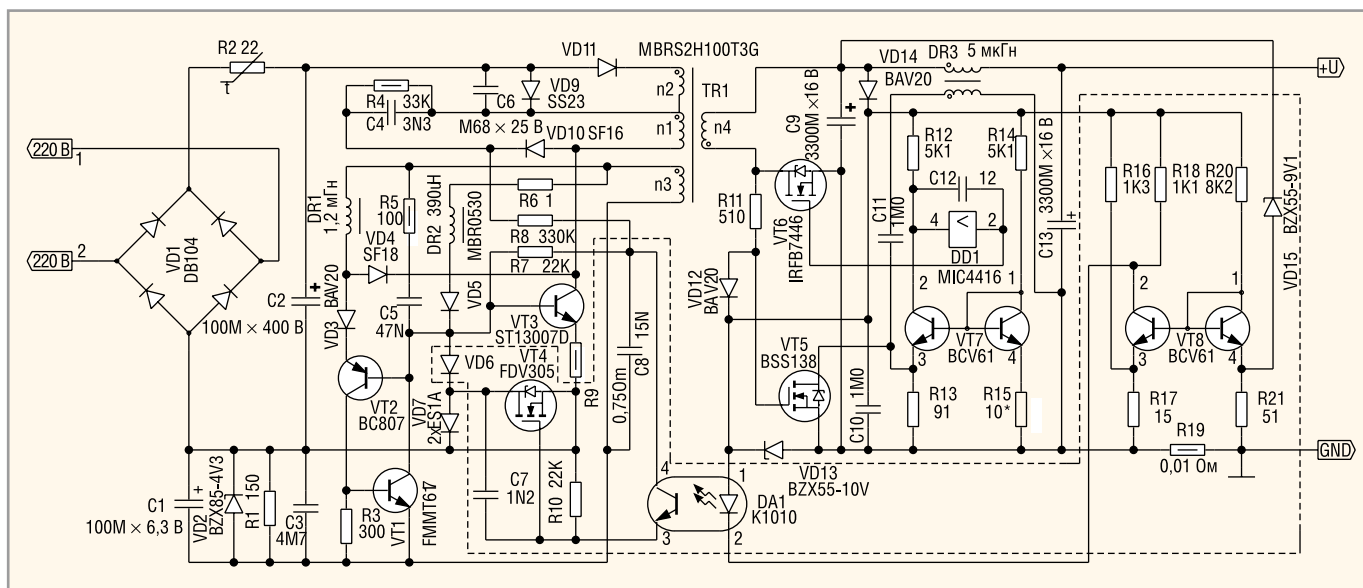


Рис. 4. Схема сетевого стабилизированного конвертера с биполярным транзистором, используемым в качестве высоковольтного силового ключа

типа TOP221 – 227), поскольку дополнительная обмотка на трансформаторе усложняет не только трансформатор, но и конвертер в целом, что является наихудшим вариантом решения поставленной задачи.

Во-вторых, цепи стабилизации необходимо выполнить так, чтобы они не увеличивали собственный начальный ток смещения самого конвертера, ухудшая его КПД, поскольку у конвертеров, предложенных в упомянутой статье [1], этот ток крайне мал (1 мА и менее), а их собственные потери настолько невелики (разумеется, только при соблюдении рекомендаций, изложенных в статье [1]), что увеличение тока начального смещения заметно отражается на общих потерях. Иными словами, кроме входного усилителя вся остальная цепь обратной связи долж-

на быть фактически пассивной, то есть не содержащей дополнительных источников питания в высоковольтной секции преобразователя.

С учётом перечисленных требований для нестабилизированных конвертеров, описанных в статье [1], были разработаны оптимальные цепи стабилизации (см. рис. 3 и 4). Наличие представленных на этих рисунках цепей обратной связи позволило обеспечить нестабильность обоих устройств, не превышающую 1%, при одновременном воздействии всех дестабилизирующих факторов (изменение напряжения в сети на 30% и изменение выходного тока от нуля до максимума) при максимальной выходной мощности 30 и 70 Вт соответственно.

Как видно из схем на рисунках 3 и 4, существенное увеличение выходной

мощности повлияло не только на структуру автоколебательной и выпрямительной секций конвертеров по сравнению с прототипом, показанном на рисунке 1, но и потребовало существенного изменения структуры цепей стабилизации. Особенно это заметно на примере конвертера с биполярным транзистором, используемым в качестве высоковольтного силового ключа (см. рис. 3).

Наиболее простой вариант цепи стабилизации разработан для преобразователя с ключевым полевым транзистором в высоковольтной секции. Элементы цепи стабилизации конвертера такого типа, показанного на рисунке 4, охвачены пунктирной линией. Простая структура цепи стабилизации объясняется тем, что собственный коэффициент усиления полевых транзисторов

по мощности и их входное сопротивление очень велики, а поэтому в цепи стабилизации можно использовать весьма высокоомные нагрузки. Коэффициенты же усиления по напряжению в цепи стабилизации получаются достаточно большими при минимальном количестве усилительных элементов, а кроме этого отсутствует необходимость дополнительного усиления сигнала стабилизации по току. Вдобавок, в таком конвертере в цепи обратной связи отсутствуют элементы, к которым приложено знакопеременное напряжение, а это дополнительно упрощает её структуру.

Вследствие всех этих особенностей и, особенно, высокого входного сопротивления всех усилительных элементов в первичной секции преобразователя, для эффективной работы выходного каскада цепи стабилизации вполне достаточно небольшой части начального тока смещения, задаваемого резистором R2. Резисторы R6 и R7 совместно с резистором R8 задают величину максимального тока через первичную обмотку трансформатора. В схеме, в отличие от большинства интегральных конвертеров, используется двухобмоточный трансформатор (отвод у первичной обмотки предназначен для уменьшения потерь за счёт индуктивности рассеяния трансформатора, что в общем случае полезно использовать и в интегральных преобразователях для улучшения их КПД и уменьшения амплитуды выбросов напряжения при размыкании ключевого транзистора).

Значительно более сложной в разработке оказалась цепь стабилизации для конвертера с автогенератором на биполярном транзисторе. Однако преимущества такого конвертера, по сравнению не только с предыдущим, но и с любым известным нам интегральным конвертером, по уровню собственных потерь настолько велики, что целесообразность разработки не вызывала никаких сомнений. Результат разработки выделен на рисунке 4 пунктирной линией. Как видно, до транзистора оптрона схема стабилизации идентична предыдущему конвертеру. Однако в первичной секции конвертера имеются существенные отличия. Во-первых, единственная точка, куда можно подать сигнал обратной связи (база VT3), в данном случае является весьма низкоомной и через неё протекают токи в сотни миллиампер. К тому же напряжение на базе этого транзистора явля-

ется знакопеременным и имеет относительно большую амплитуду (несколько Вольт). При этом в схеме нет никаких дополнительных источников для обеспечения достаточной мощности на выходе цепи стабилизации. Вдобавок, остаточное напряжение на выходном элементе цепи стабилизации не должно превышать примерно 0,5 В, чтобы он мог гарантированно запирать ключевой транзистор на время запрета автоколебаний (например, при отсутствии нагрузки на выходе конвертера). Следовательно, транзистор Дарлингтона в качестве выходного каскада цепи обратной связи применить нельзя из-за большого падения на нём в открытом состоянии (более 0,7 В).

В таких условиях, видимо, единственным возможным решением является применение усилительного каскада на МОП-транзисторе средней мощности с достаточно малым сопротивлением в открытом состоянии. Однако все усилительные приборы такого типа не допускают обратного напряжения между стоком и истоком, вследствие чего между этими электродами всегда встраивается защитный обратносмещённый диод (стабилитрон). Поэтому при непосредственном включении полевого транзистора между общей шиной и базой VT3 перестают функционировать транзисторы VT1 и VT2, шунтируемые встроенным в VT4 диодом, а это полностью лишает автоколебательную секцию конвертера её преимуществ. Следовательно, для предотвращения шунтирования необходимо последовательно со стоком VT4 включить прямосмещённый диод. Однако при использовании обычного выпрямительного кремниевого диода суммарное напряжение в открытом состоянии на VT4 и защитном диоде превышало бы допустимые 0,5 В. Поэтому в качестве защитного диода VD8 применён диод Шоттки. В рассматриваемой схеме питание цепи затвора МОП-транзистора также осуществляется от цепи начального смещения. Такая структура цепи стабилизации не только обеспечивает превосходную стабильность конвертера, но и может быть использована в преобразователях аналогичного типа практически любой мощности. Следует отметить, что усиление в петле обратной связи в обоих конвертерах, изображённых на рисунках 3 и 4, несмотря на отличия по структуре, примерно одинаково, поскольку произведение малосигналь-

ной крутизны VT4 на входное сопротивление VT3 примерно равно 1. При этом коэффициент усиления в петле ОС не превышает  $10^3$ , что вполне хватает для обеспечения и достаточной стабильности, и абсолютной устойчивости при условии подачи сигнала обратной связи на вход усилителя с первого конденсатора П-образного фильтра. Диаграммы, иллюстрирующие примерные зависимости усиления от частоты для обоих конвертеров, представлены на рисунке 2.

В заключение следует обратить внимание на функции диодов VD10 на рисунке 3 и VD14 на рисунке 4. Эти диоды необходимы для поддержания рабочего состояния элементов вторичной секции и цепи стабилизации в случае отключения нагрузки. В таком состоянии цепь стабилизации должна полностью выключить автоколебания. Но поскольку конденсаторы фильтра C9 и C13 имеют очень большую ёмкость, постоянная их разряда может исчисляться секундами, в то время как постоянная времени вспомогательного источника питания элементов вторичной секции (VD12, VD13 и C10 на рисунке 4) при отсутствии автоколебаний не превышает нескольких миллисекунд, а схема стабилизации не может функционировать без питания. Поэтому без этих диодов при отключении нагрузки может возникнуть аварийный режим. Однако при их использовании следует соблюдать следующее условие: напряжение стабилизации стабилитрона VD13 должно быть не меньше максимального выходного напряжения конвертера. Такая структура вторичной секции делает конвертер более универсальным, так как он одинаково стабильно работает и без нагрузки на выходе, и при коротком замыкании в режиме стабилизации тока. Если же режим короткого замыкания на выходе невозможен, то при достаточно большом выходном напряжении конвертера, достаточном для надёжного переключения VT6, можно обойтись без этих диодов и без дополнительного источника, используя для питания всех элементов вторичной секции конвертера непосредственно его выходное напряжение.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Грошев В.А. Сравнительные испытания ключевых транзисторов разного типа. Радиолоцман. 2014. №12. С. 28–35. [www.rlocman.ru/book/book.html](http://www.rlocman.ru/book/book.html). 